

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- | • BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19)



Eur päisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets

(11)



EP 0 930 801 A2

(12)

## EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:

21.07.1999 Patentblatt 1999/29

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>: H04R 3/02

(21) Anmeldenummer: 98811273.6

(22) Anmeldetag: 30.12.1998

(84) Benannte Vertragsstaaten:

AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU  
MC NL PT SE

Benannte Erstreckungsstaaten:

AL LT LV MK RO SI

(30) Priorität: 14.01.1998 CH 6498

(71) Anmelder: Bernafon AG  
3018 Bern (CH)

(72) Erfinder:

- Leber, Remo  
8608 Bubikon (CH)
- Schaub, Arthur  
8633 Wolfhausen (CH)

(74) Vertreter: Frei, Alexandra Sarah

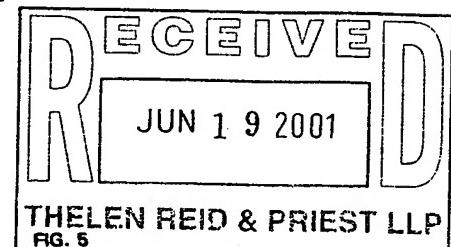
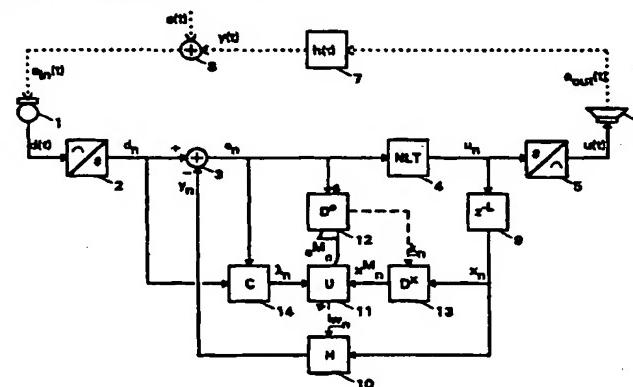
Frei Patentanwaltsbüro  
Postfach 768  
8029 Zürich (CH)

### (54) Schaltung und Verfahren zur adaptiven Unterdrückung einer akustischen Rückkopplung

(57) Die Schaltung zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung ist Bestandteil eines digitalen Hörgeräts, bestehend aus Mikrophon (1), AD-Wandler (2), Subtrahierer (3), Hörkorrektur (4), DA-Wandler (5), Hörer (6), Verzögerungselement (9), Filter (10), Aufdatierungseinheit (11), Kreuzglied-Dekorrelator (12), Kreuzglied-Filter (13) und Kontrolleinheit (14). Die akustische Übertragungsstrecke wird mit der Rückkopplungscharakteristik (7) und einem Addierer (8) modelliert. Die vorliegende Erfindung zeichnet sich durch die besondere Anordnung der Dekorrelationsfilter (12, 13) aus. Ein Kreuzglied-Dekorrelator (12) ist zur Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) angeordnet, und ein Kreuzglied-Filter (13) ist zur Dekorrelation des verzögerten Ausgangssignals ( $x_n$ ) mittels aus dem ersten Dekorrelationsfilter (12) stammender Koeffizienten ( $k_n$ ) angeordnet. Die Kreuzglied-Koeffizienten ( $k_n$ ) der beiden Dekorrelationsfilter (12, 13) werden mittels adaptiver Dekorrelation des echo-

kompenzierten Eingangssignals ( $e_n$ ) berechnet. Dies erlaubt maximale Konvergenzgeschwindigkeiten bei minimalen Verzerrungen, da die Aufdatierung der Filterkoeffizienten zeitlich und frequenzmäßig hauptsächlich dort stattfindet, wo die grossen Verstärkungen in der Hörkorrektur (4) auftreten.

Das Verfahren zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung modelliert den Rückkopplungspfad und folgt dessen zeitlichen Änderungen adaptiv mittels einer optimierten Nachführung. Die rückgekoppelten Signalanteile werden laufend aus dem Eingangssignal entfernt. Damit wird die für den stabilen Betrieb zulässige Signalverstärkung wesentlich erhöht. Dies ermöglicht die Anwendung höherer Verstärkungen (z. B. bei schweren Hörschäden) oder eine angenehme offenere Versorgung (z. B. bei leichten Hörschäden).



EP 0 930 801 A2

**Beschreibung**

- [0001] Die vorliegende Erfindung betrifft eine Schaltung und ein Verfahren zur adaptiven Unterdrückung einer akustischen Rückkopplung gemäss den Oberbegriffen der unabhängigen Patentansprüche. Sie kommt bspw. in digitalen Hörgeräten zum Einsatz.
- [0002] In akustischen Systemen mit einem Mikrophon, einem Lautsprecher bzw. Hörer und einem dazwischenliegenden elektronischen Signalverarbeitungsteil kann es zu einer akustischen Rückkopplung zwischen Lautsprecher bzw. Hörer einerseits und Mikrophon andererseits kommen. Die akustische Rückkopplung verursacht unerwünschte Verzerrungen und führt im Extremfall zu instabilem Verhalten des Systems, bspw. einem unangenehmen Pfeifen. Da der instabile Betrieb nicht akzeptabel ist, muss die Signalverstärkung des Signalverarbeitungsteils oft kleiner als effektiv gewünscht eingestellt werden.
- [0003] Die Unterdrückung der akustischen Rückkopplung in digitalen Hörgeräten kann grundsätzlich mit unterschiedlichen Ansätzen angegangen werden. Die besten Ergebnisse werden zur Zeit mit der Methode der adaptiven Filterung erzielt.
- [0004] Verschiedene Systeme mit adaptiver Filterung sind bekannt. Grundsätzlich wird in solchen Systemen ein akustisches Eingangssignal aufgenommen und in ein digitales elektrisches Signal umgewandelt. Davon wird eine Echoschätzung abgezogen. Das echokompensierte Signal wird mit einer notwendigen Hörrorrektur in ein digitales Ausgangssignal transformiert, in ein analoges elektrisches Signal umgewandelt und als akustisches Ausgangssignal abgestrahlt. Das akustische Signal wird auf seinem Weg zurück zum Mikrophon entsprechend einer Rückkopplungscharakteristik verformt und einem von aussen einfallenden akustischen Signal zu einem neuen akustischen Eingangssignal überlagert. Zur Berechnung der Echoschätzung werden die fixen, im System enthaltenen Verzögerungen nachgebildet und die unbekannte Rückkopplungscharakteristik modelliert.
- [0005] Solche allgemein bekannten Systeme mit adaptiver Filterung genügen nun leider nicht, um in realistischer Umgebung eine verzerrungsarme Übertragung bei gleichzeitig befriedigendem Konvergenzverhalten zu erzielen. Die Schwierigkeiten röhren daher, dass reale Signale wie Sprache oder Musik eine nicht zu vernachlässigende Autokorrelationsfunktion besitzen. Das adaptive Filter interpretiert die Autokorrelation des Signals gewissermassen als Rückkopplungseffekt und eine teilweise Auslöschung des gewünschten Signals ist die Folge. Am extremsten tritt dieser Effekt bei rein periodischen Signalen (z. B. bei Alarmtönen) auf. Das System kann verbessert werden, wenn die Rückkopplungscharakteristik unter Verwendung von dekorrelierten Signalen modelliert wird. Es existieren unterschiedliche Ansätze dazu, die im folgenden erläutert werden.
- [0006] Ein erster Ansatz beinhaltet die Verwendung eines künstlichen Rauschsignals. Ein solches System ist bspw. aus den europäischen Patentanmeldungen EP-415 677, EP-634 084 und EP-671 114 der Firma GN Danavox AS bekannt. Die gemeinsame Eigenschaft derartiger Systeme ist die Verwendung eines künstlichen Rauschsignals zur Dekorrelation der Signale. Das Rauschsignal wird entweder nur bei Bedarf anstelle des Ausgangssignals zugeschaltet oder laufend zum Ausgangssignal addiert. Der Nachteil dieser Systeme ist der notwendige Aufwand für die Steuerung der Rauschsignalleistung derart, dass das Rauschen möglichst unhörbar bleibt und trotzdem eine genügend gute Konvergenzgeschwindigkeit erreicht werden kann.
- [0007] Ein zweiter Ansatz beinhaltet die Verwendung von fixen orthogonalen Transformationen. Ein solches System der Firma Phonak AG wurde bspw. als europäische Patentanmeldung EP-585 976 veröffentlicht. Die gemeinsame Eigenschaft derartiger Systeme ist die Verwendung von fixen orthogonalen Transformationen zur Dekorrelation der Signale. Die Filterung und Aufdatierung der Koeffizienten erfolgt bei diesen Systemen nicht direkt im Zeitbereich. Der Nachteil dieser Systeme ist neben dem im Allgemeinen grösseren Rechenaufwand die durch die blockweise Verarbeitung bedingte zusätzliche Verzögerung im Signalverarbeitungspfad.
- [0008] Ein dritter Ansatz beinhaltet die Verwendung von adaptiven Dekorrelationsfiltern. Ein solches System wurde bspw. in Mamadou Mboup et al., "Coupled Adaptive Prediction and System Identification: A Statistical Model and Transient Analysis", Proc. 1992 IEEE ICASSP, 4;1-4, 1992, beschrieben. Die mit diesem Ansatz machbaren Systeme unterscheiden sich durch die unterschiedliche Anordnung und Realisierung der Dekorrelationsfilter. Der Nachteil des publizierten Systems besteht in der Verwendung von relativ langsamem Transversalfilter-Dekorrelatoren, die sich aufgrund ihrer Struktur nicht besonders schnell den sich ändernden statistischen Eigenschaften ihrer Eingangssignale anpassen können. Die Koeffizienten der beiden Dekorationsfilter werden im allgemeinen durch Dekorrelation des zum Lautsprecher bzw. Hörer gelangenden Ausgangssignal ermittelt. Damit soll die Konvergenzgeschwindigkeit frequenzunabhängig gemacht werden. Eine besondere Gewichtung der für das Rückkopplungsverhalten besonders kritischen Frequenzen mit hohen Verstärkungen im Signalverarbeitungspfad ist also nicht vorhanden.
- [0009] Es ist Aufgabe der Erfindung, eine Schaltung und ein Verfahren zur adaptiven Unterdrückung einer akustischen Rückkopplung anzugeben, welche die Nachteile der bekannten Systeme nicht aufweisen. Insbesondere soll mit möglichst geringem Aufwand ein optimales Konvergenzverhalten mit minimalen, unhörbaren Verzerrungen und ohne zusätzliche Signalverzögerung erreicht werden.
- [0010] Die Aufgabe wird gelöst durch die Schaltung und das Verfahren, wie sie in den unabhängigen Patentansprü-

chen definiert sind.

[0011] Die vorliegende Erfindung gehört zur Gruppe von Systemen mit adaptiven Dekorrelationsfiltern. Sie macht sich die Erkenntnis zunutze, dass Kreuzglied-Filterstrukturen für die schnelle Dekorrelation besonders geeignet sind. Solche Kreuzglied-Filterstrukturen sind aus der Sprachsignalverarbeitung bekannt und werden dort für die lineare Prädiktion eingesetzt. Algorithmen für die Dekorrelation eines Signals mittels Kreuzglied-Filter sind bekannt und können der Fachliteratur entnommen werden, bspw. bei S. Thomas Alexander, "Adaptive Signal Processing", Springer-Verlag New York, 1986.

[0012] Die vorliegende Erfindung modelliert den Rückkopplungspfad und folgt dessen zeitlichen Änderungen adaptiv mittels einer optimierten Nachführung. Die rückgekoppelten Signalanteile werden laufend aus dem Eingangssignal entfernt. Damit wird die für den stabilen Betrieb zulässige Signalverstärkung wesentlich erhöht. Dies ermöglicht die Anwendung höherer Verstärkungen (z. B. bei schweren Hörschäden) oder eine angenehme offene Versorgung (z. B. bei leichten Hörschäden).

[0013] Die erfindungsgemäße Schaltung kommt bei einem akustischen System mit mindestens einem Mikrofon zur Erzeugung eines elektrischen Eingangssignals, mindestens einem Lautsprecher bzw. Hörer und einem dazwischenliegenden elektronischen Signalverarbeitungsteil zum Einsatz. Sie beinhaltet ein Filter zur Modellierung einer Rückkopplungscharakteristik, eine Aufdatierungseinheit zur Berechnung aktueller Koeffizienten für das Filter, einen Subtrahierer zur Berechnung eines echokompensierten Eingangssignals mittels Subtraktion einer vom Filter gelieferten Echoschätzung von einem digitalen Eingangssignal, ein Verzögerungselement zur Berechnung eines verzögerten Ausgangssignals und zwei adaptive Kreuzglied-Dekorrelationsfilter. Ein erstes Kreuzglied-Dekorrelationsfilter ist zur Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals angeordnet, und ein zweites Kreuzglied-Dekorrelationsfilter ist zur Dekorrelation des verzögerten Ausgangssignals mittels aus dem ersten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter stammender Koeffizienten angeordnet. Die beiden Kreuzglied-Dekorrelationsfilter sind für eine Berechnung ihrer Kreuzglied-Koeffizienten mittels adaptiver Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals konfiguriert.

[0014] Das erste Dekorrelationsfilter, ein Kreuzglied-Dekorrelator, extrahiert aus dem echokompensierten Signal die darin enthaltenen rauschartigen Komponenten. Parallel dazu wird im zweiten Dekorrelationsfilter, einem Kreuzglied-FILTER, mit den aus dem Kreuzglied-Dekorrelator stammenden Koeffizienten das verzögerte Ausgangssignal in ein transformiertes Signal umgewandelt. Das Besondere an dieser Anordnung ist die Vertauschung des Kreuzglied-Dekorrelators und des Kreuzglied-Filters gegenüber der üblichen Anordnung, bei der nämlich nicht das echokompensierte Signal, sondern das verzögerte Ausgangssignal dekorriert wird. Die erfindungsgemäße Schaltung hat den grossen Vorteil, dass die in der Hörrichtigkeit vorhandenen spektralen Maxima im transformierten Signal erhalten bleiben. Diese Maxima entsprechen meistens den für die Rückkopplung kritischsten Frequenzen, und diese sollen bei der Aufdatierung der Filterkoeffizienten durchaus mit der entsprechend grossen Gewichtung berücksichtigt werden.

[0015] Beim erfindungsgemäßen Verfahren zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung wird mit mindestens einem Mikrofon ein elektrisches Eingangssignal erzeugt, mit einem Filter eine Rückkopplungscharakteristik modelliert, mit einer Aufdatierungseinheit werden aktuelle Koeffizienten für das Filter berechnet, mit einem Subtrahierer wird ein echokompensiertes Eingangssignal mittels Subtraktion einer vom Filter gelieferten Echoschätzung von einem digitalen Eingangssignal berechnet, und mit einem Verzögerungselement wird ein verzögertes Ausgangssignal berechnet. Mit einem ersten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter wird das echokompensierte Eingangssignal dekorriert, und mit einem zweiten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter wird das verzögerte Ausgangssignal mittels aus dem ersten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter stammender Koeffizienten dekorriert. Die Kreuzglied-Koeffizienten der beiden Kreuzglied-Dekorrelationsfilter werden mittels adaptiver Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals berechnet.

[0016] Die vorliegende Erfindung unterscheidet sich wesentlich von allen bisher publizierten Systemen zur Unterdrückung der akustischen Rückkopplung. Neu sind die besondere Anordnung und Realisierung der Blöcke für die Dekoration und die Normierung, die Steuerung des Vergessensfaktors und des Schrittweitefaktors, sowie die Möglichkeit der gestaffelten Aufdatierung in der erfindungsgemäßen Kombination. Die vorliegende Erfindung erlaubt maximale Konvergenzgeschwindigkeiten bei minimalen Verzerrungen, da die Aufdatierung der Filterkoeffizienten zeitlich und frequenzmäßig hauptsächlich dort stattfindet, wo die grossen Verstärkungen in der Hörrichtigkeit auftreten.

[0017] Im folgenden wird die Erfindung und zum Vergleich auch der Stand der Technik anhand von Figuren detailliert beschreiben. Dabei zeigen in Blockdiagrammen:

Fig. 1 ein allgemeines System zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung gemäß Stand der Technik,

Fig. 2 ein System mit Verwendung eines Rauschsignals gemäß Stand der Technik,

Fig. 3 ein System mit Verwendung von orthogonalen Transformationen gemäß Stand der Technik,

Fig. 4 ein System mit Verwendung von adaptiven Dekorationsfiltern gemäß Stand der Technik,

## EP 0 930 801 A2

- Fig. 5 das erfindungsgemäße System,  
Fig. 6 eine Detailzeichnung eines Verzögerungselementes des erfindungsgemäßen Systems,  
5 Fig. 7 eine Detailzeichnung eines Filters des erfindungsgemäßen Systems,  
Fig. 8 eine Detailzeichnung einer Aufdatierungseinheit des erfindungsgemäßen Systems,  
10 Fig. 9 eine Detailzeichnung einer Normierungseinheit des erfindungsgemäßen Systems,  
Fig. 10 eine Detailzeichnung einer Geschwindigkeitssteuerungseinheit des erfindungsgemäßen Systems,  
15 Fig. 11 eine Detailzeichnung eines Kreuzglied-Dekorrelators des erfindungsgemäßen Systems,  
Fig. 12 eine Detailzeichnung eines Kreuzglied-Filters des erfindungsgemäßen Systems und  
Fig. 13 eine Detailzeichnung einer Kontrolleinheit des erfindungsgemäßen Systems.

[0018] Ein allgemein bekanntes System zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung ist in **Figur 1** dargestellt. Ein akustisches Eingangssignal  $a_{in}(t)$  wird von einem Mikrofon 1 aufgenommen und vorerst in ein elektrisches Signal  $d(t)$  umgewandelt. Ein nachfolgender AD-Wandler 2 ermittelt daraus ein digitales Eingangssignal  $d_n$ . Davon wird in einem Subtrahierer 3 eine Echoschätzung  $y_n$  abgezogen. Das echokompensierte Signal  $e_n$  wird mit einer an die jeweilige Anwendung anpassbaren Korrektur 4, bspw. einer individuellen Höörkorrektur für einen Hörbehinderten, in ein digitales Ausgangssignal  $u_n$  transformiert. Der DA-Wandler 5 vollzieht eine Umwandlung in ein elektrisches Signal  $u(t)$ , das über einen Lautsprecher bzw. Hörer 6 als akustisches Ausgangssignal  $a_{out}(t)$  abgestrahlt wird. Das akustische Ausgangssignal  $a_{out}(t)$  wird auf seinem Weg zurück zum Mikrofon 1 entsprechend einer durch eine Impulsantwort  $h(t)$  charakterisierten Rückkopplungscharakteristik 7 zu einem Signal  $y(t)$  verformt und einem von aussen einfallenden akustischen Signal  $s(t)$  überlagert (8). Die restlichen Komponenten im System sind ein Verzögerungselement 9, ein Filter 10 und eine Aufdatierungseinheit 11. Das Verzögerungselement 9 bildet die fixen, im System enthaltenen Verzögerungen nach, wodurch ein verzögertes Signal  $x_n$  entsteht. Das Filter 10 modelliert die unbekannte Rückkopplungscharakteristik. In der Aufdatierungseinheit 11 werden laufend die aktuellen Koeffizienten  $w_n$  für das Filter berechnet. Dabei wird üblicherweise eine Variante des LMS-Algorithmus (Least Mean Square) angewendet.

[0019] Das allgemein bekannte System genügt wegen der nicht zu vernachlässigenden Autokorrelationsfunktion realer akustischer Signale  $s(t)$  nicht, um in realistischer Umgebung eine verzerrungssarme Übertragung bei gleichzeitig befriedigendem Konvergenzverhalten zu erzielen. Das System kann verbessert werden, wenn die Aufdatierungseinheit mit dekorrierten Signalen arbeitet.

[0020] **Figur 2** zeigt ein System, welches zur Dekorrelation der Signale ein künstliches Rauschsignal verwendet. Ein solches System ist bspw. aus den europäischen Patentanmeldungen EP-415 677, EP-634 084 und EP-671 114 der Firma GN Danavox AS bekannt. Das künstliche Rauschsignal wird in einem Rauschgenerator 17 erzeugt und via einer Leistungsregelungseinheit 18 zum digitalen Ausgangssignal  $u_n$  addiert (19). Das künstliche Rauschsignal wird auch über ein Verzögerungselement 20 zur Aufdatierungseinheit 11 geführt. Das Rauschsignal wird entweder nur bei Bedarf anstelle des Ausgangssignals  $u_n$  zugeschaltet oder laufend zum Ausgangssignal  $u_n$  addiert.

[0021] **Figur 3** zeigt ein System, welches zur Dekorrelation der Signale fixe orthogonale Transformationen verwendet. Ein solches System der Firma Phonak AG wurde bspw. als europäische Patentanmeldung EP-585 976 veröffentlicht. Das echokompensierte Signal  $e_n$  und das Ausgangssignal  $u_n$  werden über Transformationseinheiten 21 und 22 in den Frequenzbereich transformiert bzw. die Echoschätzung  $y_n$  wird über eine inverse Transformation 23 zurückgewonnen. Die Filtering und Aufdatierung der Koeffizienten erfolgt bei diesen Systemen nicht direkt im Zeitbereich.

[0022] **Figur 4** zeigt ein System, welches zur Dekorrelation der Signale adaptive Dekorrelationsfilter 12, 13 verwendet. Ein solches System wurde bspw. in Mamadou Mboup et al., "Coupled Adaptive Prediction and System Identification: A Statistical Model and Transient Analysis", Proc. 1992 IEEE ICASSP, 4; 1-4, 1992, beschrieben. Das echokompensierte Signal  $e_n$  und das verzögerte Ausgangssignal  $x_n$  werden durch die adaptiven Dekorationsfilter 12, 13 dekorriert. Die Koeffizienten  $a_n$  der beiden Dekorationsfilter 12, 13 werden im Block 13 mittels Dekorrelation des verzögerten Ausgangssignals  $x_n$  berechnet.

[0023] Ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Systems ist in **Figur 5** dargestellt. Nebst den oben beschriebenen Blöcken 1 bis 11 verwendet das erfindungsgemäße System adaptive Kreuzglied-Dekorrelationsfilter, nämlich einen Kreuzglied-Dekorrelator 12 und ein parallel dazu mitlaufendes Kreuzglied-Filter 13. Für die schnelle Dekorrelation erweisen sich die aus der Sprachsignalverarbeitung bekannten Kreuzglied-Filterstrukturen als besonders geeignet. Sie werden dort für die lineare Prädiktion eingesetzt. Algorithmen für die Dekorrelation eines Signals mittels

Kreuzglied-Filter sind bekannt.

[0024] Der Kreuzglied-Dekorrelator 12 extrahiert aus dem echokompensierten Signal  $e_n$  darin enthaltene rauscharige Komponenten  $e_{n+1}^M$ . Parallel dazu wird im Kreuzglied-Filter 13 mit aus dem Kreuzglied-Dekorrelator 12 stammenden Koeffizienten  $k_{2n}$  das verzögerte Ausgangssignal  $x_n$  in ein transformiertes Signal  $x_{n+1}^M$  umgewandelt. Das Besondere an dieser Anordnung ist die Vertauschung der beiden adaptiven Dekorrelationsfilter 12 und 13 gegenüber der üblichen Vorgehensweise, bei der nämlich nicht das echokompensierte Signal  $e_n$ , sondern das verzögerte Signal  $x_n$  dekorriert wird. Die erfindungsgemäße Anordnung hat aber den grossen Vorteil, dass die in der Hörrorrektur 4 vorhandenen spektralen Maxima im transformierten Signal  $x_{n+1}^M$  erhalten bleiben. Diese Maxima entsprechen meistens den für die Rückkopplung kritischsten Frequenzen, und diese sollen bei der Aufdatierung der Filterkoeffizienten  $w_n$  durchaus mit der entsprechend grossen Gewichtung berücksichtigt werden.

[0025] Die Ordnung der beiden Kreuzgleid-Dekorrelationsfilter 12, 13 bestimmt sich aus einem Kompromiss zwischen gewünschtem Dekorrelationsgrad und dem damit verbundenen Rechenaufwand. Für den Spezialfall von Filtern zweiter Ordnung ( $M=2$ ) wird mittels einer oberen Begrenzung des zweiten Kreuzglied-Koeffizienten  $k_{2n}$  nochmals eine erhebliche Verbesserung des Systemverhaltens erzielt. Diese obere Begrenzung des zweiten Kreuzglied-Koeffizienten hat zur Folge, dass reine Sinustöne nicht vollständig dekorriert werden. Das wiederum hat den grossen Vorteil, dass die bei instabilem Betrieb auftretenden Pfeiltöne wesentlich schneller kompensiert werden.

[0026] Ferner enthält das erfindungsgemäße System eine Kontrolleinheit 14. Die Kontrolleinheit 14 vergleicht laufend die Leistung des Eingangssignals  $d_n$  mit der Leistung des echokompensierten Signals  $e_n$ . Das Verhältnis der beiden Leistungen bestimmt, welcher Vergessensfaktor  $\lambda_n$  in der Aufdatierungseinheit 11 zur Anwendung kommt. Ist nämlich die Leistung des echokompensierten Signals grösser als die Leistung des Eingangssignals, so ist dies fast immer ein Indiz dafür, dass die Echoschätzung  $y_n$  und somit die Koeffizienten  $w_n$  des Filters 10 betragsmäßig zu gross sind. Durch Setzen von  $\lambda_n < 1$  konvergieren die Koeffizienten schnell zu einem geeigneteren Wert. Im normalen Betrieb hingegen wird  $\lambda_n = 1$  gesetzt. Die beschriebene Steuerung des Vergessensfaktor  $\lambda_n$  liefert ein verbessertes Konvergenzverhalten bei schnellen Veränderungen des Rückkopplungspfades. Eine interne, temporär durch das System erzeugte Rückkopplung wird sofort erkannt und sehr schnell wieder dem externen Rückkopplungspfad angepasst.

[0027] Als weiteren Unterschied zu anderen Systemen enthält die Aufdatierungseinheit 11 eine Normierungseinheit 15 und eine Geschwindigkeitssteuerungseinheit 16. Die Anordnung der nachfolgend beschriebenen Blöcke ist aus der Figur 8 ersichtlich, die eine Präzisierung der Aufdatierungseinheit 11 darstellt. Die Normierungseinheit 15 ermöglicht die Anwendung des NLMS-Algorithmus (Normalized Least Mean Square). Sie berechnet die Leistung des Signals  $e_{n+1}^M$ . Das Spezielle an dieser Anordnung ist, dass die Normierung bezüglich  $e_{n+1}^M$  und nicht wie üblich bezüglich  $x_{n+1}^M$  erfolgt. Damit wird die Konvergenzgeschwindigkeit abhängig vom Verhältnis der Leistungen von  $x_{n+1}^M$  und  $e_{n+1}^M$ . Dieses Verhältnis ist im Wesentlichen gegeben durch die in der Hörrorrektur 4 enthaltene Verstärkung. Die Verstärkung in der Hörrorrektur ist im allgemeinen, nichtlinearen Fall (z. B. Kompressionsverfahren) zeitlich nicht konstant. Beim erfindungsgemäßen Verfahren ist also das Konvergenzverhalten des die Rückkopplungscharakteristik 7 modellierenden adaptiven Filters 10 vom zeitlichen Verhalten der Hörrorrektur 4, d. h. vom zeitlichen Verlauf von deren Verstärkung und Frequenzgang, abhängig. In Zeiten grosser Verstärkung mit besonders kritischem Rückkopplungsverhalten erfolgt eine schnelle Anpassung der Koeffizienten  $w_n$  und in Zeiten kleiner Verstärkung mit unkritischem Rückkopplungsverhalten erfolgt eine entsprechend langsamere Anpassung. Die Aufdatierung erfolgt also hauptsächlich in den Zeiten, wo es tatsächlich nötig ist. Dieses Vorgehen vereinigt eine schnelle Konvergenz im kritischen Fall mit einer annähernd verzerrungsfreien Verarbeitung im unkritischen Fall.

[0028] Die Geschwindigkeitssteuerungseinheit 16 liefert einen Schrittweitefaktor  $\beta_n$  für den NLMS-Algorithmus. Die Geschwindigkeitssteuerungseinheit 16 liefert Werte für  $\beta_n$  beginnend beim Stanwert  $\beta_{max}$  und innerhalb der ersten Sekunden nach dem Aufstarten schrittweise abnehmend bis zum Endwert  $\beta_{min}$ . Dieses Vorgehen erlaubt nach dem Aufstarten eine sehr schnelle Konvergenz der Filterkoeffizienten  $w_n$  von Null auf ihre Sollwerte. Die dadurch entstehenden anfänglichen Signalverzerrungen sind weniger gravierend als das andernfalls viel länger andauernde Rückkopplungspfeifen.

[0029] Die Aufdatierungseinheit 11 kann so ausgeführt werden, dass zu jedem diskreten Zeitpunkt jeweils nur ein bestimmter kleiner, zyklisch wechselnder Teil der ( $N+1$ ) Filterkoeffizienten aufdatiert wird. Dies reduziert den benötigten Rechenaufwand beträchtlich. Das System muss dabei nicht zusätzlich langsamer gemacht werden, als es zur Verhinderung von hörbaren Verzerrungen ohnehin sein muss.

[0030] Im folgenden wird eine spezielle Ausführungsform der vorliegenden Erfindung ausgehend von Figur 5 ausführlicher beschrieben. Das Mikrophon 1, der AD-Wandler 2, der DA-Wandler 5 und der Hörer 6 werden in der Betrachtung als ideal angenommen. Die Charakteristiken der realen akustischen und elektrischen Wandler können als Teil der Rückkopplungscharakteristik 7 betrachtet werden. Für den AD-Wandler 2 und den DA-Wandler 5 gelten die nachfolgenden Beziehungen. Dabei bezeichnen  $T$  und  $f_s$  die Abtastperiode bzw. Abtastfrequenz und der Index  $n$  den diskreten Zeitpunkt.

$$d_n = d(n \cdot T) \quad u(n \cdot T) = u_n$$

## EP 0 930 801 A2

$$T = 1/f_s \quad f_s = 16 \text{ kHz}$$

- 5 [0031] Für den Subtrahierer 3 und die Hörkorrektur 4 gelten die nachfolgenden Beziehungen. Die Funktion  $f()$  steht für eine beliebige nichtlineare Funktion ihrer Argumente. Sie ergibt sich aufgrund des ausgewählten Verfahrens zur Korrektur des individuellen Hörverlustes.

$$e_n = d_n - y_n$$

$$u_n = f(e_0, e_1, e_2, \dots, e_n)$$

10

- [0032] Die akustische Übertragungsstrecke wird mittels der Rückkopplungscharakteristik 7 und einem Addierer 8 modelliert. Dabei ist der Operator  $*$  als Faltungsoperator zu verstehen und  $h(\tau)$  steht für die Impulsantwort der Rückkopplung. Das von aussen einfallende Signal ist mit  $s(t)$  bezeichnet.

15

$$y(t) = \alpha_{out}(t) * h(\tau)$$

$$\alpha_{in}(t) = s(t) + y(t)$$

- 20 [0033] Das Verzögerungselement 9 ist in Figur 6 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Die Verzögerungslänge  $L$  muss auf die Summe der Verzögerungen der akustischen und elektrischen Wandler abgestimmt sein.

$$x_n = u_{n-L}$$

25

$$L = 16 \dots 24 \quad (L \cdot T = 1 \text{ ms} \dots 1.5 \text{ ms})$$

- 30 [0034] Das Filter 10 ist in Figur 7 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Dabei bedeuten unterstrichene Größen die zu Vektoren zusammengefassten gleichartigen Elemente. Der Faktor  $r$  erlaubt eine Bereichswahl, so dass die Filterkoeffizienten unabhängig von der Hörkorrektur 4 immer im Bereich  $-1 \leq w_{kn} < 1$  gehalten werden können. Die Filterordnung  $N$  muss auf die Länge der Impulsantwort  $h(\tau)$  abgestimmt sein.

35

$$y_n = r \cdot \underline{w}_n^T \cdot \underline{x}_n = r \cdot \sum_{k=0}^N w_{kn} \cdot x_{n-k}$$

$$r = 1/128, 1/64, 1/32, 1/16, 1/8, 1/4, 1/2, 1/1$$

40

$$N = 32 \dots 64 \quad (N \cdot T = 2 \text{ ms} \dots 4 \text{ ms})$$

- [0035] Die Aufdatierungseinheit 11 ist in Figur 8 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Die Formel ist in Vektorschreibweise und in Elementschreibweise angegeben.

45

$$\underline{w}_{n+1} = \lambda_n \cdot \underline{w}_n + \beta_n \cdot \frac{\underline{e}_n^M}{n_n} \cdot \underline{x}_n^M$$

50

$$w_{k,n+1} = \lambda_n \cdot w_{k,n} + \beta_n \cdot \frac{e_n^M}{n_n} \cdot x_{n-k}^M \quad (0 \leq k \leq N)$$

- [0036] In der bevorzugten Ausführungsform werden nicht alle  $(N+1)$  Filterkoeffizienten gleichzeitig aufdatiert, sondern jeweils nur  $K$ . Es gelten die nachfolgenden Beziehungen unter der Annahme, dass  $K$  ein ganzzahliger Teiler von  $(N+1)$  ist. Die Variable  $c_n$  wird als Zählvariable verwendet.

55

$$k = K \cdot \text{int}\left(\frac{c_{n-1}}{K}\right), \dots, K \cdot \text{int}\left(\frac{c_{n-1}}{K}\right) + K - 1$$

EP 0 930 801 A2

$$c_n = (c_{n-1} + 2) \bmod (N+1)$$

$$N = 47 \quad K = 4$$

- 5 [0037] Die Aufdatierungseinheit 11 enthält ihrerseits die Normierungseinheit 15 und die Geschwindigkeitssteuerungseinheit 16. Die Normierungseinheit 15 ist in Figur 9 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Die Koeffizienten g und h bestimmen die Länge des Zeitintervalls, über das eine Mittelung der Leistung von  $e_n^M$  stattfindet.

$$10 \quad n_n = g \cdot n_{n-1} + h \cdot (e_n^M)^2$$

$$g = 63/64 \quad h = 1-g = 1/64$$

- 15 [0038] Die Geschwindigkeitssteuerungseinheit 16 ist in Figur 10 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Der Schrittweitefaktor  $\beta_n$  wird ausgehend von  $\beta_{\max}$  schrittweise um den Faktor 0.5 verkleinert bis  $\beta_{\min}$ . Die optimalen Werte für  $\beta_{\max}$  und  $\beta_{\min}$  hängen von der individuellen Hörkorrektur (4) ab. Die Variable  $c_n$  wird als Zählvariable verwendet.

$$20 \quad \beta_{-1} = \beta_{\max}$$

$$\beta_n = \begin{cases} \beta_{n-1} & (c_n \neq 0) \\ \max(0.5 \cdot \beta_{n-1}, \beta_{\min}) & (c_n = 0) \end{cases}$$

$$25 \quad c_n = (c_{n-1} + 1) \bmod P$$

$$P = 4096 \quad (P \cdot T = 256ms)$$

30

- [0039] Der Kreuzglied-Dekorrelator 12 ist in Figur 11 dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Neben den Rekursionsformeln für die Berechnung von  $e_n^i$  und  $b_n^i$  müssen auf jeder Stufe auch die Größen  $d_n^i$  und  $n_n^i$  ermittelt werden für die Nachführung der Koeffizienten  $k_{in}$ . Die Filterordnung M ergibt sich aus einem Kompromiss zwischen gewünschtem Dekorrelationsgrad und dem benötigten Rechenaufwand.

$$40 \quad e_n^0 = e_n$$

$$b_n^0 = e_n$$

$$e_n^i = e_n^{i-1} + k_{i,n} \cdot b_n^{i-1}$$

$$b_n^i = k_{i,n} \cdot e_n^{i-1} + b_n^{i-1}$$

$$d_n^i = g \cdot d_{n-1}^i + h \cdot \left[ (e_n^{i-1})^2 + (b_n^{i-1})^2 \right]$$

$$n_n^i = g \cdot n_{n-1}^i + h \cdot \left[ (-2) \cdot e_n^{i-1} \cdot b_n^{i-1} \right]$$

$$k_{i,n+1} = \frac{n_n^i}{d_n^i}$$

(1 ≤ i ≤ M)

$$50 \quad g = 63/64 \quad h = 1 - g = 1/64$$

$$M = 2 \dots 8$$

55

- [0040] In der bevorzugten Ausführungsform mit Filterordnung M=2 wird eine vollständige Dekorrelation durch Begren-

zung des zweiten Koeffizienten  $k_{2,n}$  verhindert. Es gelten die nachfolgenden Beziehungen.

$$k_{2,n} = \min(k_{2,n}, k_{\max})$$

$$k_{\max} = 0.921875$$

[0041] Das Kreuzglied-Filter 13 ist in **Figur 12** dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen.

$$\begin{aligned} 10 \quad x_n^0 &= x_n \\ b_n^0 &= x_n \\ 15 \quad x_n^i &= x_n^{i-1} + k_{i,n} \cdot b_{n-1}^{i-1} \\ b_n^i &= k_{i,n} \cdot x_n^{i-1} + b_{n-1}^{i-1} \end{aligned} \quad (1 \leq i \leq M)$$

[0042] Die Kontrolleinheit 14 ist in **Figur 13** dargestellt, und es gelten die nachfolgenden Beziehungen. Der Vergessensfaktor  $\lambda_n$  ergibt sich aus dem Verhältnis der beiden Leistungen  $n_n^d$  und  $n_n^e$ . Im mittleren Bereich ist eine Hysterese vorhanden.

$$\begin{aligned} 25 \quad n_n^d &= g \cdot n_{n-1}^d + h \cdot (d_n)^2 \\ n_n^e &= g \cdot n_{n-1}^e + h \cdot (e_n)^2 \\ 30 \quad \lambda_n &= \begin{cases} \lambda_{off} & (n_n^e \leq n_n^d) \\ \lambda_{n-1} & (n_n^d < n_n^e \leq 2 \cdot n_n^d) \\ \lambda_{on} & (n_n^e > 2 \cdot n_n^d) \end{cases} \\ g &= 63/64 \quad h = 1 - g = 1/64 \\ 35 \quad \lambda_{off} &= 1.0 \quad \lambda_{on} = 0.99 \dots 0.9999 \end{aligned}$$

[0043] Die bevorzugte Ausführungsform kann problemlos auf einem handelsüblichen Signalprozessor programmiert oder in einer integrierten Schaltung realisiert werden. Dazu müssen alle Variablen geeignet quantisiert und die Operationen auf die vorhandenen Architekturblöcke hin optimiert werden. Ein besonderes Augenmerk gilt dabei der Behandlung der quadratischen Größen (Leistungen) und den Divisionsoperationen. Abhängig vom Zielsystem gibt es dazu optimierte Vorgehensweisen. Diese sind aber an und für sich nicht Gegenstand der vorliegenden Erfindung.

#### 45 Patentansprüche

1. Schaltung zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung bei einem akustischen System mit mindestens einem Mikrofon (1) zur Erzeugung eines elektrischen Eingangssignals ( $d(t)$ ), mindestens einem Lautsprecher bzw. Hörer (6) und einem dazwischenliegenden elektronischen Signalverarbeitungsteil, beinhaltend ein Filter (10) zur Modellierung einer Rückkopplungscharakteristik (7), eine Aufdatierungseinheit (11) zur Berechnung aktueller Koeffizienten ( $w_n$ ) für das Filter (10), einen Subtrahierer (3) zur Berechnung eines echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) mittels Subtraktion einer vom Filter (10) gelieferten Echoschätzung ( $y_n$ ) von einem digitalen Eingangssignal ( $d_n$ ), ein Verzögerungselement (9) zur Berechnung eines verzögerten Ausgangssignals ( $x_n$ ), ein erstes adaptives Dekorrelationsfilter (12) sowie ein zweites adaptives Dekorrelationsfilter (13), dadurch gekennzeichnet, dass die beiden Dekorrelationsfilter (12, 13) als Kreuzglied-Dekorrelationsfilter ausgebildet sind, dass das erste Dekorrelationsfilter (12) zur Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) sowie das zweite Dekorrelationsfilter (13) zur Dekorrelation des verzögerten Ausgangssignals ( $x_n$ ) mittels aus dem ersten Dekorrelationsfilter (12) stammender Koeffizienten ( $k_n$ ) angeordnet ist, und dass die beiden Dekorrelationsfilter

EP 0 930 801 A2

(12, 13) für eine Berechnung ihrer Kreuzglied-Koeffizienten ( $k_n$ ) mittels adaptiver Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) konfiguriert sind.

2. Schaltung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch eine in der Aufdatierungseinheit (11) angeordnete Normierungseinheit (15) zur Normierung eines durch das erste Dekorrelationsfilter (12) gelieferten dekorrierten echo-kompensierten Eingangssignals ( $e_n^M$ ).
3. Schaltung nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch eine Kontrolleinheit (14) zur Überwachung des Verhältnisses der Leistungen des digitalen Eingangssignals ( $d_n$ ) und des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) und zur Steuerung eines Vergessensfaktors ( $\lambda_n$ ) in der Aufdatierungseinheit (11).
4. Schaltung nach einem der Ansprüche 1-3, gekennzeichnet durch eine Geschwindigkeitssteuerungseinheit (16) zur Berechnung eines Schrittweitefaktors  $\beta_n$  in der Aufdatierungseinheit (11).
5. Verfahren zur adaptiven Unterdrückung der akustischen Rückkopplung, ausführbar mittels der Schaltung nach Anspruch 1, wobei mit mindestens einem Mikrofon (1) ein elektrisches Eingangssignals ( $d(t)$ ) erzeugt wird, mit einem Filter (10) eine Rückkopplungscharakteristik (7) modelliert wird, mit einer Aufdatierungseinheit (11) aktuelle Koeffizienten ( $w_n$ ) für das Filter (10) berechnet werden, mit einem Subtrahierer (3) ein echokompensiertes Eingangssignal ( $e_n$ ) mittels Subtraktion einer vom Filter (10) gelieferten Echoschätzung ( $y_n$ ) von einem digitalen Eingangssignal ( $d_n$ ) berechnet wird und mit einem Verzögerungselement (9) ein verzögertes Ausgangssignal ( $x_n$ ) berechnet wird, dadurch gekennzeichnet, dass mit einem ersten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter (12) das echo-kompensierte Eingangssignal ( $e_n$ ) dekorriert wird sowie mit einem zweiten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter (13) das verzögerte Ausgangssignal ( $x_n$ ) mittels aus dem ersten Kreuzglied-Dekorrelationsfilter (12) stammender Koeffizienten ( $k_n$ ) dekorriert wird, und dass die Kreuzglied-Koeffizienten ( $k_n$ ) der beiden Dekorrelationsfilter (12, 13) mittels adaptiver Dekorrelation des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) berechnet werden.
6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass eine Normierung eines durch das erste Dekorrelationsfilter (12) gelieferten dekorrierten echokompensierten Eingangssignals ( $e_n^M$ ) in der Aufdatierungseinheit (11) erfolgt.
7. Verfahren nach Anspruch 5 oder 6, dadurch gekennzeichnet, dass eine Kontrolleinheit (14) das Verhältnis der Leistungen des digitalen Eingangssignals ( $d_n$ ) und des echokompensierten Eingangssignals ( $e_n$ ) überwacht und einen Vergessensfaktor ( $\lambda_n$ ) in der Aufdatierungseinheit (11) steuert.
8. Verfahren nach einem der Ansprüche 5-7, dadurch gekennzeichnet, dass in der Aufdatierungseinheit (11) ein Schrittweitefaktor  $\beta_n$  nach dem Aufstarten des Hörgeräts ausgehend von einem Startwert schrittweise reduziert wird, bis der optimale Betriebswert erreicht ist.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 5-8, dadurch gekennzeichnet, dass Kreuzglied-Dekorrelationsfilter (12, 13) zweiter Ordnung eingesetzt werden und eine obere Begrenzung auf den zweiten Kreuzglied-Koeffizienten  $k_{2n}$  angewendet wird.
10. Verfahren nach einem der Ansprüche 5-9, dadurch gekennzeichnet, dass in der Aufdatierungseinheit (11) nicht alle Filterkoeffizienten ( $w_n$ ) gleichzeitig, sondern jeweils nur ein kleiner, zyklisch wechselnder Teil davon aufdatiert wird.

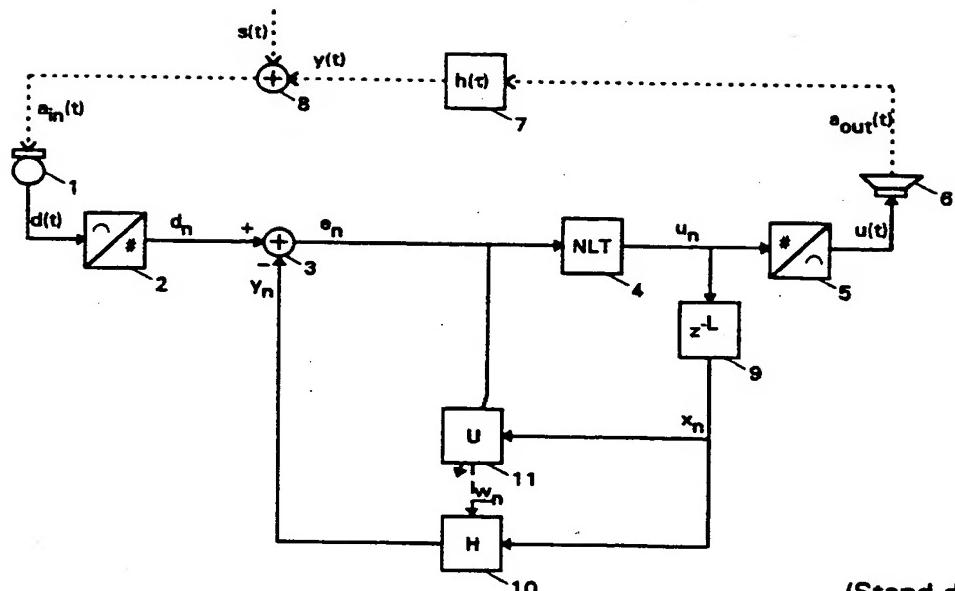


FIG. 1  
(Stand der Technik)

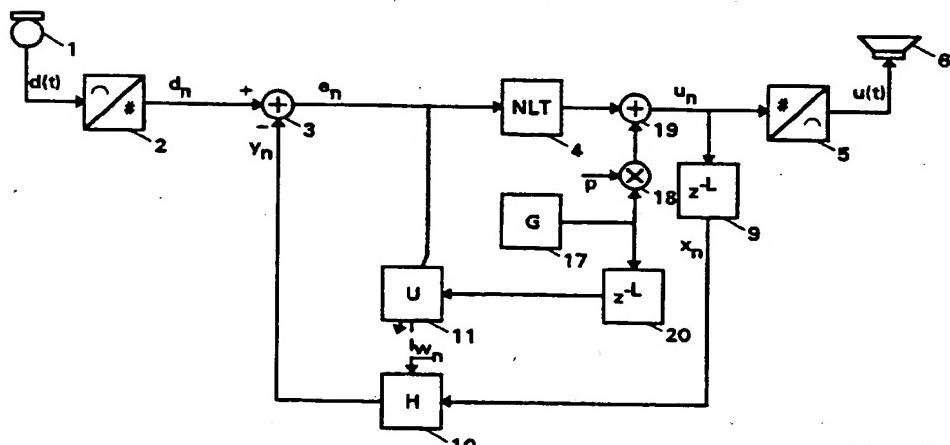


FIG. 2  
(Stand der Technik)

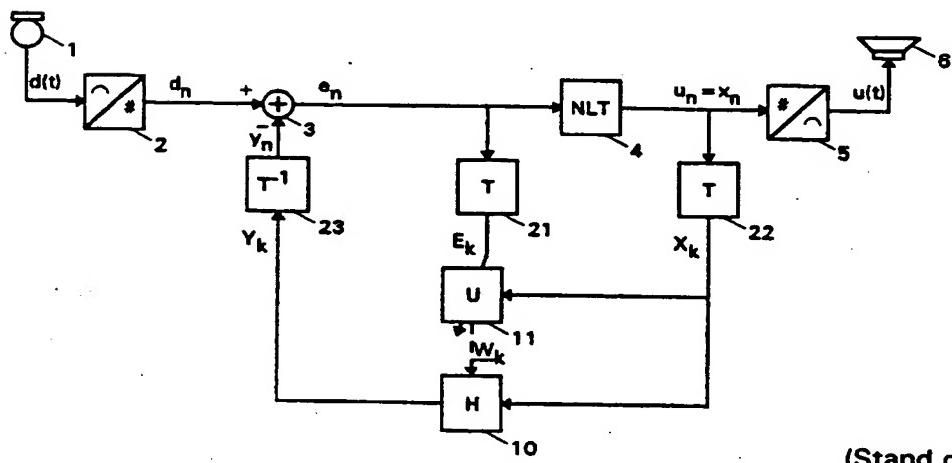


FIG. 3  
(Stand d r Technik)

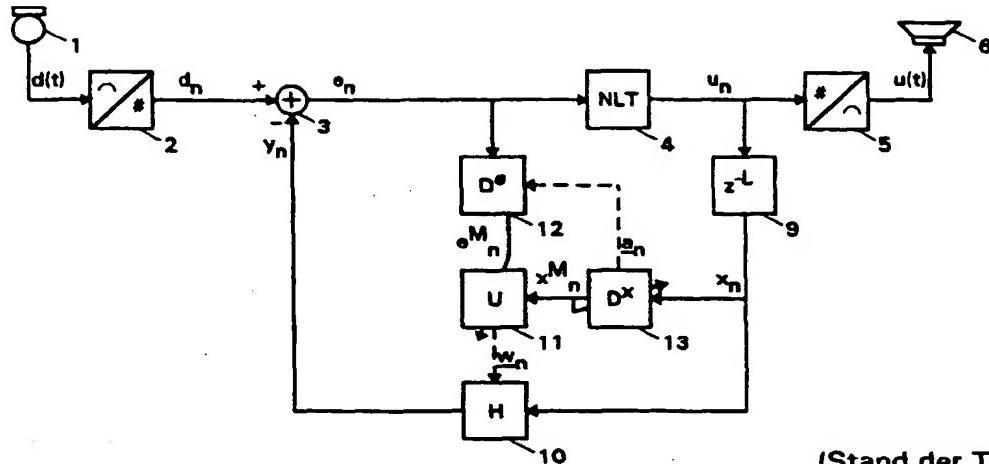


FIG. 4  
(Stand der Technik)

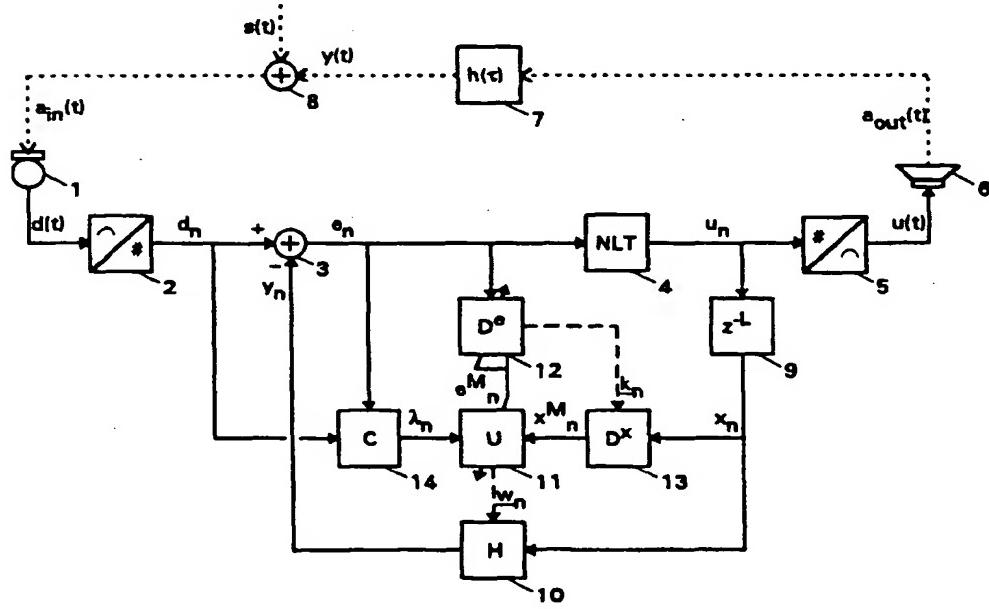


FIG. 5

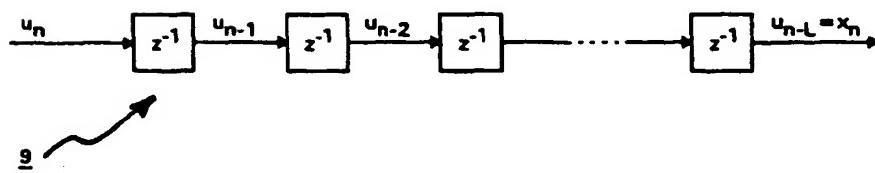
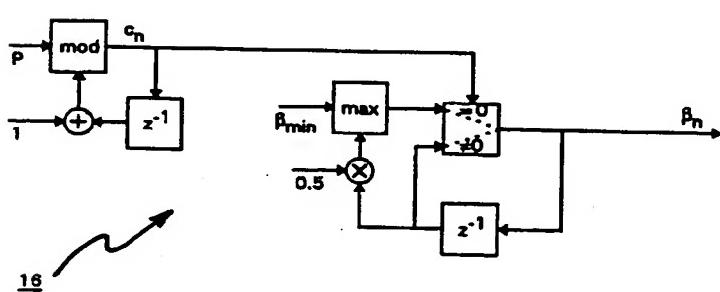
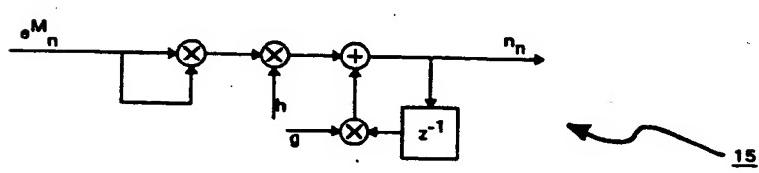
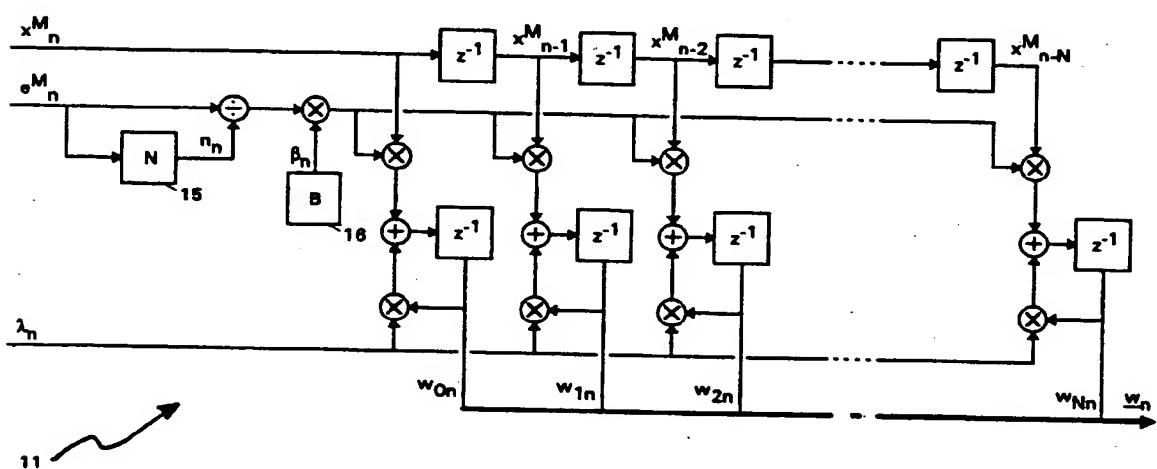
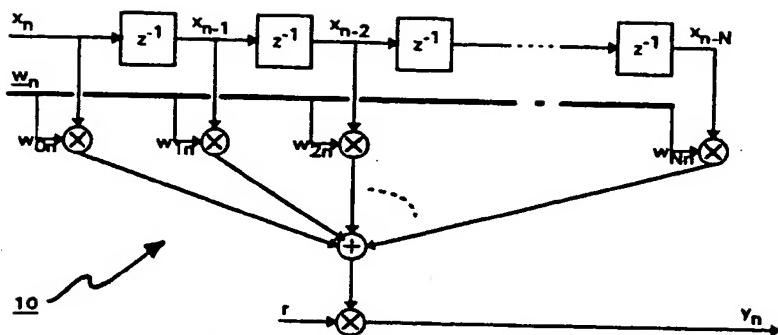


FIG. 6



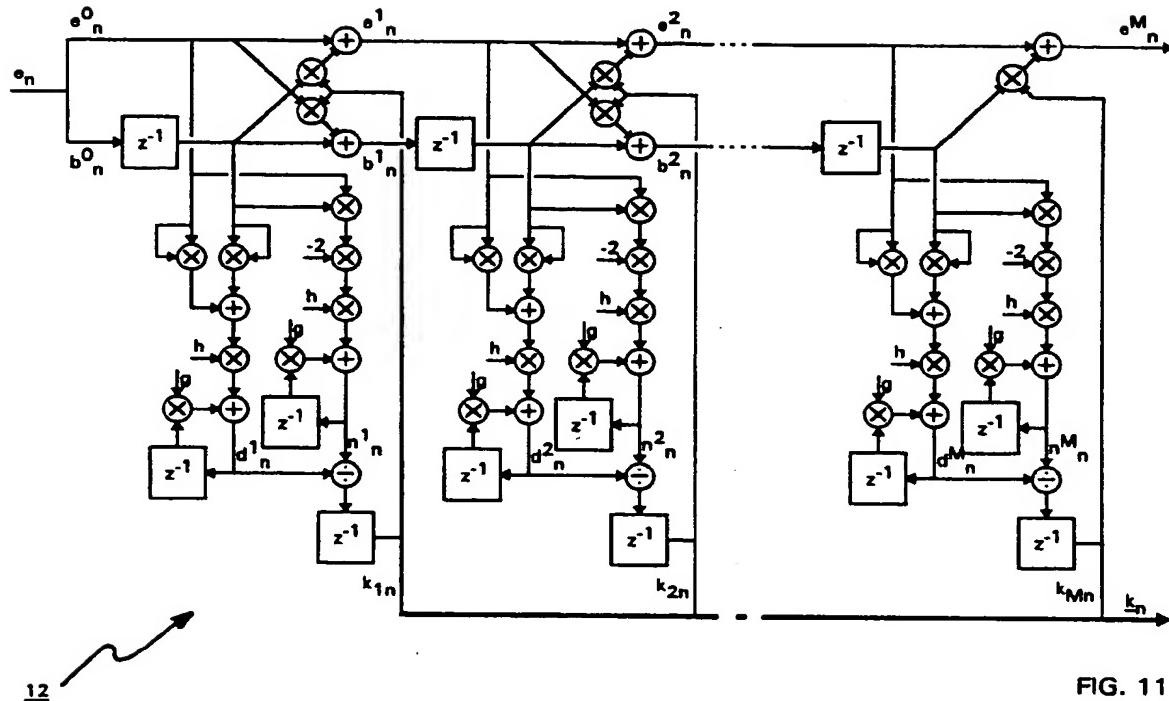


FIG. 11

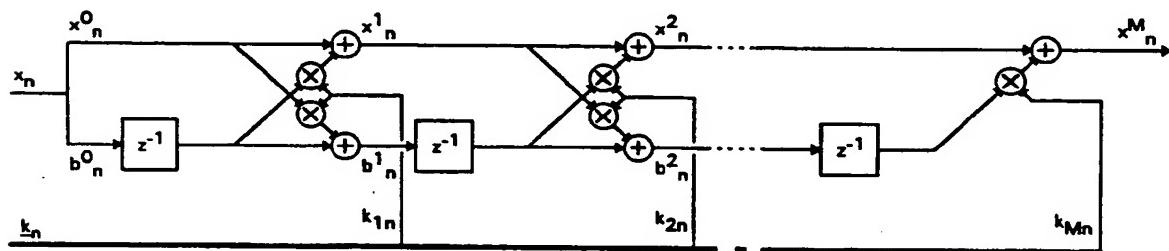


FIG. 12

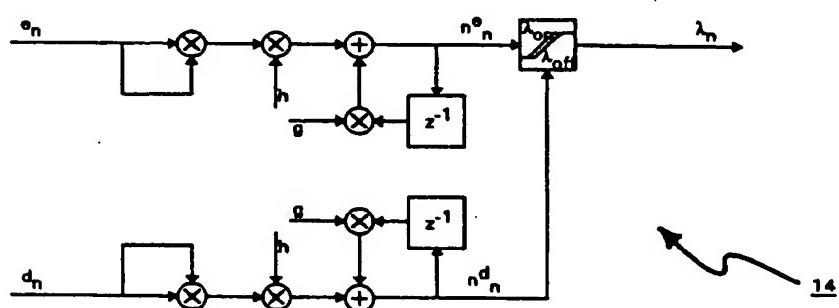


FIG. 13

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**